

528, 313

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES  
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum  
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum  
1. April 2004 (01.04.2004)

PCT

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer  
**WO 2004/028046 A1**

(51) Internationale Patentklassifikation<sup>7</sup>: **H04B 10/148**,  
H04J 14/06.

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2003/008997

(22) Internationales Anmeldedatum:  
13. August 2003 (13.08.2003)

(25) Einreichungssprache: Deutsch

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

(30) Angaben zur Priorität:  
102 43 141.8 17. September 2002 (17.09.2002) DE

(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von  
US): **SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT** [DE/DE];  
Wittelsbacherplatz 2, 80333 München (DE).

(72) Erfinder; und

(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): **HECKER, Nancy**

[DE/DE]; Freibadstr. 15 EG, 81543 München (DE).  
**SPINNLER, Bernhard** [DE/DE]; Boschetsrieder Str.  
83, 81379 München (DE). **SEBALD, Georg** [DE/DE];  
Mäuselweg 19, 81375 München (DE). **CALABRO,**  
**Stefano** [IT/DE]; Stiftsbogen 146, 81375 München (DE).  
**GOTTWALD, Erich** [DE/DE]; Josef-Kammerloher-Str.  
18, 83607 Holzkirchen (DE).

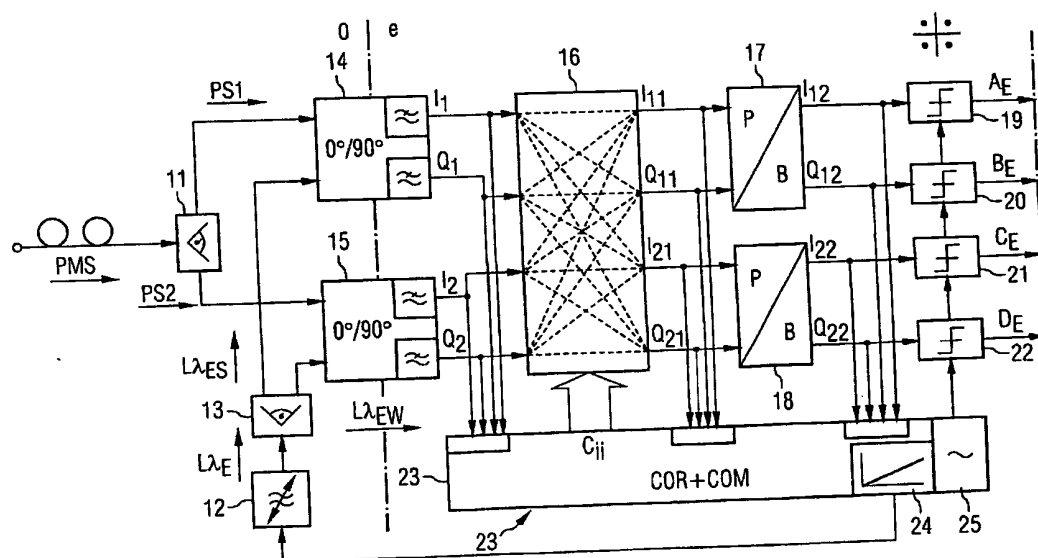
(74) Gemeinsamer Vertreter: **SIEMENS AKTIENGE-**  
**SELLSCHAFT**; Postfach 22 16 34, 80506 München  
(DE).

(81) Bestimmungsstaaten (national): AE, AG, AL, AM, AT,  
AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR,  
CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE,  
GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR,  
KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK,  
MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT,  
RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR,  
TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: METHOD FOR THE TRANSMISSION OF OPTICAL POLARIZATION MULTIPLEX SIGNALS

(54) Bezeichnung: VERFAHREN ZUR ÜBERTRAGUNG VON OPTISCHEN POLARISATIONSMULTIPLEXSIGNALEN



(57) Abstract: Binary signals (A, B, C, D) are converted at the transmission end into two optical signals (QPS1, QPS2) which are combined into a polarization multiplex signal (PMS) and are then transmitted. The transmitted polarization multiplex signal (PMS) is divided at the receiving end into two polarized signal parts (PS1, PS2) which are converted in a linear manner into orthogonal electrical components ( $I_1$ ,  $Q_1$ ;  $I_2$ ,  $Q_2$ ) and are supplied to a multidimensional filter (16). Said multidimensional filter (16) replaces a polarization controller, restores the signal values ( $I_{11} + jQ_{11}$ ;  $I_{12} + jQ_{12}$ ) that correspond to the signals (QPS1, QPS2) at the transmission end, and compensates signal distortions.

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

WO 2004/028046 A1



(84) Bestimmungsstaaten (*regional*): ARIPO-Patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches Patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches Patent (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI-Patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

**Veröffentlicht:**

— mit internationalem Recherchenbericht

— vor Ablauf der für Änderungen der Ansprüche geltenden Frist; Veröffentlichung wird wiederholt, falls Änderungen eintreffen

Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.

(57) **Zusammenfassung:** Sendeseitig werden Binärsignale (A, B, C, D) in zwei optische Signale (QPS1, QPS2) umgesetzt, die zu einem Polarisationsmultiplexsignal (PMS) zusammengefasst und dann übertragen werden. Empfangsseitig erfolgt eine Aufteilung in zwei polarisierte Signalteile (PS1, PS2), die linear in orthogonale elektrische Komponenten ( $I_1$ ,  $Q_1$ ;  $I_2$ ,  $Q_2$ ) umgesetzt und einem mehrdimensionalen Filter (16) zugeführt werden. Dieses ersetzt einen Polarisationssteller und rekonstruiert die Signalwerte ( $I_{11} + jQ_{11}$ ;  $I_{12} + jQ_{12}$ ), die den sendeseitigen Signalen (QPS1, QPS2) entsprechen, neu. Zusätzlich dient es zur Kompensation von Signalverzerrungen.

## Beschreibung

### Verfahren zur Übertragung von optischen Polarisationsmultiplexsignalen

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Übertragung von optischen Polarisationsmultiplexsignalen nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

Bei optischen Wellenlängen-Multiplexsystemen sind Bitraten von 10 GBit/s je Kanal heute üblich. Entwickelt und als Muster realisiert wurden auch bereits 40 GBit/s-Systeme. Diese sind allerdings technisch sehr aufwendig. Besondere Probleme bereiten hierbei Verzerrungen der übertragenen Signale, wie Polarisations-Moden-Dispersion (PMD) und chromatische Dispersion. Zu deren Kompensation werden eine Polarisationssteller und optische Kompensationseinrichtungen verwendet.

Aus der Nachrichtenübertragung sind zahlreiche Modulations- und Codierverfahren bekannt und es wurden zahlreiche Möglichkeiten untersucht, um geeignete Verfahren zu finden, die zu einer deutlichen Verbesserung der Übertragungseigenschaften bei optischen Systemen führen.

In „telcom report“ 1/88, Seiten 22 bis 25 ist ein Richtfunksystem beschrieben, das mittels geeigneter Antennen orthogonal polarisierte Signale überträgt. Durch unvollkommene technische Einrichtungen wie schlecht ausgerichtete Antennen und Reflexionen kommt es zu Kreuzpolarisationsstörungen, bei denen ein Signal auf das andere eigentlich orthogonale Signal störend übergreift. Empfangsseitig werden die polarisierten Signale durch separate Antennen getrennt. Zur Beseitigung von Kreuzpolarisationsstörungen sind adaptive Zeitbereichs-Entzerrer vorgesehen. Die Grundidee einer Depolarisationskompensation besteht nun darin, ein Kompensationssignale zu gewinnen und zum jeweiligen Hauptsig-

nal hinzuzufügen. Ein Frequenzversatz darf nicht auftreten und Zeitverschiebungen zwischen den Signalen müssen ausgeglichen werden. Die bei Richtfunk auftretende Änderung der Polarisation ist jedoch - verglichen mit einer optischen Übertragung über Fasern - gering. Hier kann jede beliebige Polarisation auftreten.

Aufgabe der Erfindung ist es, bei einer optischen Datenübertragung eine Erhöhung der Übertragungskapazität zu erreichen, ohne dass erhöhte Bandbreiten-Anforderungen für optische und elektrische Systemkomponenten erforderlich sind.

Diese Aufgabe wird durch ein Verfahren zur optischen Datenübertragung nach Anspruch 1 gelöst.

Vorteilhafte Weiterbildungen sind in den Unteransprüchen angegeben.

Insbesondere ermöglicht die Kombination von vierstufiger Mehrphasenmodulation und Polarisations-Multiplex-Übertragung bei gleicher Bandbreite und unwesentlich vergrößertem Störabstand eine Vervierfachung der Datenrate. Es werden zwei orthogonal zueinander polarisierte Mehrphasensignale übertragen, wodurch eine minimale Beeinflussung gewährleistet ist. Durch synchrone Übertragung der orthogonalen Mehrphasensignale wird die gegenseitige Beeinflussung weiter minimiert. Die Empfindlichkeit gegenüber PMD und chromatischer Dispersion bleibt gegenüber den bekannten Systemen mit niedrigerer Datenrate gleich oder vergrößert sich nur geringfügig.

Für die Kompensation von störenden Effekten gelten hierbei praktisch die Anforderungen eines herkömmlichen Systems mit einem Viertel der Datenrate.

Als besonders vorteilhaft erweist sich die Verwendung einer vierstufigen differentiellen Phasenmodulation. Bei dieser ist keine aufwendige kohärente Demodulation erforderlich.

Selbstverständlich kann das System auch genutzt werden, um mehrere Datensignale mit niedrigerer parallel zu übertragen. Bei gleichen Datenraten ist eine synchrone Übertragung vorteilhaft, da sich die polarisierten Signale am wenigsten gegenseitig beeinflussen.

Ein wesentlicher Vorteil der Erfindung ist durch eine spezielle Ausgestaltung des Verfahrens auf der Empfangsseite bzw. des Empfängers gegeben. Hierbei wird kein Polarisationssteller mehr benötigt. Ein wesentlicher Bestandteil des Empfängers ist jetzt ein mehrdimensionales Filter, das den Polarisationssteller überflüssig macht und zusätzlich eine Kompensation der Signalverzerrungen ermöglicht.

Bei einem mehrdimensionalen elektrischem Filter muss die Umsetzung der orthogonal polarisierten Signalteile in komplexe elektrische Signale linear erfolgen. So kann ebenfalls eine Entzerrung von PMD und chromatischer Dispersion in der elektrischen Ebene erfolgen.

Bei Verwendung von Differenz-Mehrphasenmodulation ist keine kohärente Demodulation erforderlich. Eine vorteilhafte Ausgestaltung der Demodulatoren ermöglicht eine parallele Ausgabe von Datenbits.

In Abhängigkeit von der zur Verfügung stehenden Schaltungstechnik können wesentliche Teile des Empfängers einschließlich des mehrdimensionalen Filters und der Demodulatoren digital ausgeführt werden.

Eine Steuerung zur Festlegung der Filterkoeffizienten wird bereits jetzt digital ausgeführt.

Ausführungsbeispiele der Erfindung werden anhand von Figuren näher erläutert. Es zeigt:

- Figur 1 den Sendeteil eines Übertragungssystems zur Realisierung der Erfindung,  
Figur 2 einen erfindungsgemäßen Empfangsteil,  
Figur 3 ein Diagramm zur Erläuterung der Funktion des Empfangsteils,  
Figur 4 ein Prinzipschaltbild eines optoelektrischen Umsetzer,  
Figur 5 ein Prinzipschaltbild eines komplexen Filters zur Erläuterung der Funktion,  
Figur 6 ein Prinzipschaltbild eines vierdimensionalen Filters,  
Figur 7 ein Prinzipschaltbild eines Demodulators,  
Figur 8 ein Diagramm zur Erläuterung der Funktion,  
Figur 9 ein Prinzipschaltbild eines Signalkomponenten verarbeitenden Demodulators,  
Figur 10 eine erste Anordnung zur Ermittlung der Filterkoeffizienten,  
Figur 11 eine zweite Anordnung zur Ermittlung der Filterkoeffizienten und  
Figur 12 ein weitgehend digitalisierten Empfangsteil.

Figur 1 zeigt ein Ausführungsbeispiel für den Sendeteil eines Übertragungssystems zur Realisierung des erfindungsgemäßen Verfahrens.

Ein Datensignal DS wird in einem Seriell-Parallel-Umsetzer 1 in vier parallele Binärsignale A, B, C und D umgesetzt. Ebenso können vier synchrone Datenströme übertragen werden. Jeweils zwei Datenströme, A, B und C, D werden einem DQPSK-Precoder 2 bzw. 3 (Differenz-Quadratur-Phase-Shift-Keying) zugeführt. Dieser berücksichtigt das vorhergehende und das aktuelle Bitpaar und setzt die Unterschiede zwischen den Bitpaaren in vier mögliche Phasenänderungen von 0, 90, 180 und 270° um. Die Modulatoren 4 und 5 zeigen lediglich mögliche Ausführungsbeispiele. Bei jedem Modulator wird sein oberer Zweig, der eine Phasenlage 0 oder 180° generiert, aktiviert und der untere Zweig, mit dem eine Phasenlage von 90 oder

270° eingestellt wird, zur Erzeugung eines Mehrphasen-Signals (QDPSK-Signals) E aktiviert. Das Resultat sind Phasenlagen von 45°, 135°, 225° und 315°. Entsprechend wird mit den Datenströmen C und D verfahren, die im unteren Modulator 5 in das QDPSK-Signals F umgesetzt werden. Zwei Polarisierungseinsteller 7 und 8 sorgen dafür, dass ein Ausgangssignal QPS1 eines Modulators 4 (zumindest nahezu) orthogonal zum Ausgangssignal QPS2 des anderen Modulators 5 polarisiert ist. Die so polarisierten Mehrphasen-Signale QPS1 und QPS2 werden in einem Polarisationsstrahlkombinierer 9 zu einem Polarisations-Multiplexsignal PMS zusammengefasst, das über eine Übertragungsfaser 10 ausgesendet wird.

In Figur 2 ist das Prinzipschaltbild eines Empfangsteils zur Realisierung des erfindungsgemäßen Verfahrens dargestellt.

Zunächst soll die prinzipielle Funktion des gesamten Empfangsteils kurz beschrieben werden. Dann werden die einzelnen Elemente - soweit erforderlich - näher beschrieben.

Das empfangene Polarisations-Multiplex-Signal PMS wird einem Polarisationssteiler 11 zugeführt, der es in zwei orthogonal polarisierte Signale PS1 und PS2 aufteilt. Der erste polarisierte Signalteil PS1 wird einem ersten optoelektrischen Umsetzer 14 zugeführt; der zweite polarisierte Signalteil PS2 einem gleich aufgebauten zweiten optoelektrischen Umsetzer 15.

Die polarisierten Signale PS1 und PS2 werden jeweils in orthogonale Komponenten  $I_1$ ,  $Q_1$  bzw.  $I_2$ ,  $Q_2$  umgesetzt und einem mehrdimensionalen Filter 16 zugeführt. Dieses kombiniert Anteile der polarisierten Komponenten wieder zu rekonstruierten Signalen  $I_{11} + jQ_{11}$  bzw.  $I_{21} + jQ_{21}$ , die den optischen Signalen QPS1; QPS2 entsprechen. Die rekonstruierten Signale  $I_{11} + jQ_{11}$  bzw.  $I_{21} + jQ_{21}$  werden unter Verwendung ihrer orthogonalen Signalkomponenten  $I_{11}$  und  $Q_{11}$  bzw.  $I_{21}$  und  $Q_{21}$  in den Demodulatoren 17 und 18 demoduliert und in Entscheiderstufen 19 -

22 in empfangsseitige Binärsignale  $A_E$ ,  $B_E$ ,  $C_E$  und  $D_E$  rückumgesetzt. Eine Steuerung 23 steuert das Filter 16 und die Erzeugung der empfangsseitig benötigten Taktsignale.

Bei der Aufteilung des empfangenen Polarisations-Multiplex-Signals PMS ist nach Figur 2 kein Polarisationssteller vorgesehen. Hierdurch ist aber die Polarisation am Eingang des Polarisationssteilers 11 beliebig, und der erste polarisierte Signalteil PS1 wird nur in einem sehr seltenen Sonderfall mit dem ersten Mehrphasensignal QPS1 übereinstimmen, bei dem auch der zweite polarisierte Signalteil PS2 mit dem zweiten Mehrphasensignal QPS2 übereinstimmt. Meist werden Signalteile PS1 und PS2 Anteile beider Mehrphasensignale QPS1 und QPS2 enthalten, die dann sowohl dem oberen optoelektrischen Umsetzer 14 als auch dem unteren optoelektrischen Umsetzer 15 zugeführt werden.

Prinzipiell können empfangsseitig optische oder elektrische Signale verarbeitet werden. Ebenso ist nach den Umsetzern auch eine Digitalisierung und digitale Verarbeitung möglich.

Das Diagramm Figur 3 zeigt in seinen linken Teil Signale am Eingang und an den Ausgängen des Polarisationssteilers 11. Die Polarisations Ebenen sind mit  $s$  = senkrecht und  $w$  = waagerecht bezeichnet. Am Eingang des Polarisationssteilers liegt bei beliebiger Polarisation das Polarisationsmultiplexsignal PMS mit seinen beiden orthogonal polarisierten Mehrphasensignalen QPS1 und QPS2 an. Jedes Signal QPS1 und QPS2 wird durch den Polarisationssteiler 11 jeweils in einen ersten "senkrechten" Signalanteil PS1<sub>1</sub> und in einen zweiten "waagerechten" Signalanteil QS1<sub>1</sub> bzw. PS1<sub>2</sub> und QS1<sub>2</sub> aufgeteilt. Die senkrechten Komponenten bilden den polarisierten Signalteil PS1 und die waagerechten den polarisierten Signalteil PS2. Jeder Signalteil beinhaltet also Anteile beider Mehrphasensignale QPS1 und QPS2. Der "senkrecht" polarisierte Signalteil PS1 liegt am Eingang des oberen optoelektrischen Umsetzers 14 an, und



der "waagerecht" polarisierte Signalteil PS2 liegt am Eingang des unteren optoelektrischen Umsetzers 15 an (Figur 2).

Die prinzipielle Funktion dieses optoelektrischen (o/e) Umsetzer besteht darin, die polarisierten Teilsignale linear in ein komplexes elektrisches Signal umzusetzen. Die realisierten Umsetzer geben jeweils zwei orthogonale Komponenten  $I_1$  und  $Q_1$  bzw.  $I_2$  und  $Q_2$  ab ( $Q$  - Imaginärteil bei komplexer Darstellung). Die orthogonalen Komponenten können einfacher weiterverarbeitet werden. Das „komplexe“ Ausgangssignal  $I_1 + jQ_1$  des optoelektrischen Umsetzers 14 ist in im rechten Teil der Figur 3 dargestellt ( $r$  = reelle,  $j$  = imaginäre Achse).

Gleichzeitig mit der Umsetzung in ein elektrisches Signal erfolgt zweckmäßigerweise eine Transformation ins Basisband des den Träger modulierenden Signals. Anders ausgedrückt: das optische Signal wird aus dem optischen Bereich linear in die komplexe Basisbandebene transformiert; die anschließend stattfindende elektrische Signalverarbeitung ist dann äquivalent zu einer Verarbeitung des optischen Signals. Zur Umsetzung wird ein Signal  $L\lambda_E$  eines empfangsseitigen Trägerfrequenz-Generators (Lasers) verwendet.

In Figur 4 ist ein Beispiel für einen optoelektrischen Umsetzer 14, 15 dargestellt. Jedem Umsetzer wird zur optoelektrischen Umsetzung außer dem polarisierten Signalteil PS1 bzw. PS2 jeweils noch ein gleich polarisiertes empfangsseitiges Trägerfrequenz-Signal  $L\lambda_{ES}$  bzw.  $L\lambda_{EW}$  zugeführt, das in diesem Ausführungsbeispiel zumindest näherungsweise die Frequenz des Trägersignals  $L\lambda_0$  aufweist. Jeder Umsetzer enthält Splitter 35, 36 zur Aufteilung der Eingangssignale, ein Phasenschieber-Glied 26, zwei Addierer 27, 28, Fotodioden 29, 30 und Tiefpässe 31, 32.

Betrachtet man den oberen Umsetzer 14, so wird als Eingangssignal der polarisierte Signalteil PS1 über den Splitter beiden Addierern 27 und 28 zugeführt. Das Lasersignal  $L\lambda_{ES}$

wird ebenfalls in zwei Teilsignale aufgeteilt, davon wird ein Teil direkt zu dem Signal PS1 im ersten Addierer 27 hinzuaddiert. Im zweiten Addierer 28 wird dagegen ein um  $90^\circ$  phasenverschobenes Signal  $L\lambda_{ES90}$  hinzuaddiert. Die Summensignale werden jeweils durch die Fotodioden in elektrische Signale umgesetzt, was einer Quadrierung nach Formel (1) entspricht:

$$(1) \quad (S1 + L\lambda_{ES})^2 = S_1^2 + 2S1 \times L\lambda_{ES} + (L\lambda_{ES})^2$$

Die Signale S1 und  $L\lambda_{OES}$  bzw.  $L\lambda_{ES90}$  sind in ihrer allgemeinen Form in den Gleichungen

$$(2) \quad S1 = A(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_A(t)) \text{ und}$$

$$(3) \quad L\lambda_{ES} = B(t) \sin(\omega_E t + \varphi_{ES}(t)) \text{ bzw.}$$

$$(4) \quad L\lambda_{ES90} = B(t) \sin(\omega_{E90} t + \varphi_{ES90}(t))$$

$$(5) \quad (S1 + L\lambda_{ES90})^2 = S_1^2 + 2S1 \times L\lambda_{ES90} + (L\lambda_{ES90})^2$$

angegeben.

Der erste und der letzte Term der ausmultiplizierten Summe nach Formel 1 enthalten hochfrequente Schwingungen, die durch den Tiefpass entfernt werden. Der mittlere Term beinhaltet einen Signalanteil, der in eine tiefere Frequenzlage transformiert wurde. Dieser Signalanteil wird als elektrische Komponente  $I_1$  herausgefiltert. Entsprechend wird mit dem um  $90^\circ$  phasenverschobenen Signal  $L\lambda_{ES90}$  die untere elektrische Komponente  $Q_1$  gewonnen.

Im bevorzugten Ausführungsbeispiel weist das empfangsseitige Trägerfrequenzsignal  $L\lambda_E$  die Frequenz des Trägers auf, so dass die Transformation in das Basisband erfolgt. Wenn lediglich die Frequenz des gesteuerten Trägerfrequenz-Oszillators 12 aber nicht dessen Phase geregelt wird, ändert sich bei einem endlichen Regelfehler die Phase zwischen dem Träger des Eingangssignals, des Signalteils PS1, und  $L\lambda_{ES}$  des optoelektrischen Umsetzers. Dadurch ändert sich bei dem komplexen Ausgangssignal  $I_1 + jQ_1$  ebenfalls die Phase und es erfährt

eine langsame Rotation. Entsprechend ändern sich auch die Amplituden der Komponenten  $I_1$ ,  $Q_1$ . Als Folge rotieren dann auch die komplexen Ausgangssignale  $I_{11} + jQ_{11}$  und  $I_{21} + jQ_{21}$  des Filters um den Nullpunkt der komplexen Ebene.

Bei einer allerdings aufwändigeren kohärenten Demodulation, die Phasensynchronismus zwischen Trägerfrequenzsignal und einem empfangsseitigem erzeugten Trägerfrequenzsignal voraussetzt, weisen die Ausgangssignale  $I_1$ ,  $Q_1$  und  $I_2$ ,  $Q_2$  eine nur noch von der Polarisierung abhängige Orientierung auf. Da diese durch das Filter weitgehend kompensiert wird, bleiben die Winkel der rekonstruierten Signale  $I_{11} + jQ_{11}$  und  $I_{21} + jQ_{21}$  an den Filterausgängen weitgehend konstant.

Figur 5 zeigt eine vereinfachte komplexe Darstellung des Filters 16. Dieses Filter ermöglicht es, jedes Eingangssignal mit einem Filterkoeffizienten zu multiplizieren und an jeden Ausgang durchzuschalten, wobei die so erzeugten Signalanteile addiert werden. Da das Polarisationsmultiplexsignal PMS eine beliebige Polarisierung aufweisen kann, enthalten auch die polarisierten Teilsignale PS1 und PS2 sowohl Anteile des ersten Mehrphasensignals QPS1 als auch des zweiten Mehrphasensignals QPS2. Das steuerbare Filter 16 übernimmt die Aufgabe eines Polarisationsstellers, aus den entsprechenden elektrischen Signalkomponenten  $I_1$ ,  $Q_1$  und  $I_2$ ,  $Q_2$  die Mehrphasensignale QPS1 und QPS2 in der elektrischen Ebene zu rekonstruieren.

An den beiden Filtereingängen liegen jetzt zwei aus den elektrischen Signalkomponenten  $I_1$ ,  $Q_1$  und  $I_2$ ,  $Q_2$  gebildete komplexe Signale  $I_1 + jQ_1$  und  $I_2 + jQ_2$  an. Mittels einer Koeffizientenmatrix  $C_{11}$ ,  $C_{12}$ ,  $C_{21}$ ,  $C_{22}$  und zwei Addierern 33, 34 werden das Ausgangssignal  $I_{11} + jQ_{11}$ , das dem ersten Quadratur-Phasensignal QPS1 entspricht, und das Ausgangssignal  $I_{21} + jQ_{21}$ , das dem zweiten Quadratur-Mehrphasensignal QPS2 entspricht, in elektrischer Form rekonstruiert. Die rekon-

struierten Signale  $I_{11} + jQ_{11}$  und  $I_{21} + jQ_{21}$  rotieren entsprechend den Eingangssignalen des Filters.

In Figur 6 ist ein Prinzipschaltbild eines Transversalfilters 16 zur Verarbeitung von orthogonalen elektrischen Komponenten dargestellt, mit dem die Mehrphasensignale QPS1 und QPS2 in der elektrischen Ebene zu rekonstruieren sind. Die elektrischen Komponenten  $I_1$ ,  $Q_1$  bzw.  $I_2$ ,  $Q_2$  werden dem mehrdimensionalen Filter 16 zugeführt. Da jeweils vier Signalkomponenten zu verarbeiten und abzugeben sind, ist dies ein vierdimensionales Filter, das über vier Eingänge und vier Ausgänge verfügt.

Die Konstruktion des Filters ermöglicht es, sämtliche Eingangssignale mit beliebigen Filterkoeffizienten zu multiplizieren und auf jeden der vier Ausgänge additiv durchzuschalten. Durch das verwendete "fractional spacing" können auch asynchrone Mehrphasensignale verarbeitet werden.

Die am Ausgang des Filters 16 abgegebenen orthogonalen rekonstruierten Signalkomponenten  $I_{11}$ ,  $Q_{11}$  bzw.  $I_{21}$ ,  $Q_{21}$  entsprechen jeweils - von der optoelektrischen Umsetzung und einer Rotation abgesehen - den Quadratur-Phasensignalen QPS1 bzw. QPS2.

Durch die lineare Umsetzung der optischen Signale ergibt sich ein weiterer Vorteil der Erfindung. Ebenso wie im optischen Bereich kann eine optimale Entzerrung erfolgen. Chromatische Dispersion und Polarisationsmodendispersion können bei einem entsprechend aufgebauten Filter 16 oder einem diesem nachgeschalteten Filter weitgehend entzerrt werden. Zur Entzerrung können die bekannten Mess- und Regelungsverfahren eingesetzt werden, auf die hier aber nicht eingegangen werden soll.

Das rekonstruierte Signal  $I_{11} + jQ_{11}$  bzw. dessen orthogonale Signalkomponenten  $I_{11}$ ,  $Q_{11}$  werden dem ersten Demodulator 17 zugeführt, während die rekonstruierten Signalkomponenten  $I_{21}$ ,  $Q_{21}$  dem zweiten Demodulator 18 zugeführt werden.

Figur 7 zeigt ein vereinfachtes Prinzipschaltbild eines komplexen Demodulators. Dieser enthält ein Laufzeitglied 37 und eine damit in Serie angeordnete Rechenschaltung 38 zur Bildung des konjugiert komplexen Wertes sowie einen Multiplizierer 45. Die Demodulation beruht auf dem Prinzip der Vektormultiplikation zweier aufeinanderfolgender Symbole.

Der Demodulator multipliziert jeweils den aktuellen Signalwert  $S_1 e^{j\phi_1}$  ( $= I_{11} + jQ_{11}$ ) mit dem vorangegangenen komplex konjugierten Signalwert  $S_0 e^{-j\phi_0}$ , wodurch man als Resultat das Produkt  $(S_1 \times S_0) e^{j(\phi_1 - \phi_0)}$  der Amplituden und die Differenz der Phasenwerte erhält. Die Phasenwerte können zwischen  $0^\circ$  und  $270^\circ$  schwanken, nehmen aber im Idealfall die Werte  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$  an. Um eine Zerlegung in orthogonale Komponenten besser durchführen zu können, wird das Ergebnis um  $45^\circ$  durch Multiplikation mit  $(1+j)$  gedreht. Der einzelnen Komponente ist dann jeweils ein Bit zugeordnet, das jeweils durch einen der separaten Schwellwertentscheider 19 - 22 festgelegt wird.

Das Diagramm in Figur 8 zeigt die Lagen des demodulierten Signals bei verschiedenen Bitkombinationen A, B. Eine aktuelle Bitkombination "11" ist mit durchgezogenen Linien dargestellt, die anderen Bitkombinationen 10, 01, 00 sind gestrichelt dargestellt. Man erkennt, dass die Schwellen der Entscheiderstufen 19 - 22 mit dem Achsenkreuz zusammenfallen.

Jeder dieser Demodulatoren liefert also unabhängig von der Lage der Eingangssignale unabhängige Ergebnisse, wobei die langsame Rotation der Eingangssignale vernachlässigt werden kann. Jeder Demodulator liefert bereits Komponenten  $I_{12}$ ,  $Q_{12}$  bzw.  $I_{22}$  und  $Q_{22}$  der demodulierten Signale  $I_{12} + jQ_{12}$  bzw.  $I_{22} + jQ_{22}$ . Jeweils zwei orthogonale Signalkomponenten entsprechen einer Bitkombination.

Figur 9 zeigt ein Prinzipschaltbild des Demodulators 17 zur Verarbeitung von orthogonalen Komponenten  $I_{11}$  bzw.  $Q_{11}$ , die

seinen Eingängen zugeführt werden. Die erforderlichen mathematischen Operationen werden für den realen und imaginären Signalanteil der aktuellen und der vorhergehenden orthogonalen Komponenten entsprechend der Darstellung durchgeführt. Zwei Laufzeitglieder 46 und 47 speichern die vorhergehenden Signalkomponenten. Nach der Multiplikation der Komponenten in den Multiplikatoren M werden Summenwerte von den Addierern AD1 und AD2 und Differenzwerte von den Subtrahieren SUB1 und SUB2 gebildet, um die Komponenten  $I_{12}$  und  $Q_{12}$  des demodulierten Signals zu erhalten.

Darüber hinaus kann auch eine Information zur Taktregeneration gewonnen werden.

Die Entscheiderstufen 19 -22 ermöglichen nach Figur 2 direkt eine Umsetzung der demodulierten Signalkomponenten  $I_{12}$ ,  $Q_{12}$ ,  $I_{22}$ ,  $Q_{22}$  in empfangsseitige Binärsignale  $A_E$ ,  $B_E$ ,  $C_E$  und  $D_E$ , die den sendeseitigen Binärsignalen A, B, C, D entsprechen.

Zur Ermittlung und Einstellung der Filterkoeffizienten ist die Steuerung 23 (COR- Korrelation; COM - Kompensation) vorgesehen. Diese weist außerdem einen Trägerfrequenz-Regler 24 auf, der den empfangsseitigen Trägerfrequenz-Oszillator 12 steuert. Außerdem enthält einen Entscheidertakt-Regenerator 25.

Zur Ermittlung der Koeffizienten können verschiedene an sich bekannte Verfahren verwendet werden. Grundlage für den Adaptionsalgorithmus können die orthogonalen Signalkomponenten  $I_{11}$ ,  $Q_{11}$ ,  $I_{21}$ ,  $Q_{21}$  oder/und die demodulierten Signalkomponenten  $I_{12}$ ,  $Q_{12}$ ;  $I_{22}$ ,  $Q_{22}$  sein. Man geht hierbei von den bekannten Erwartungswerten aus, um Abweichungen von diesen Erwartungswerten, die Fehler, Fehler zu bestimmen. Diese Fehler werden durch Variieren der Filterkoeffizienten minimiert.

In Figur 10 ist eine Anordnung zur Gewinnung der Filterkoeffizienten basierend auf dem "minimum mean-square error"

(MMSE) dargestellt. Diese digital arbeitende Anordnung setzt zunächst mittels Analog-Digital Wandlern ADW die analogen Signalkomponenten  $I_1, Q_1, I_2, Q_2, I_{11}, Q_{11}, I_{21}, Q_{21}$  in digitale Signale um. Dargestellt ist allerdings zur Vereinfachung nur der Filterteil zwischen dem Eingang des Filters, an dem die orthogonale Komponente  $I_1$  anliegen, und dem Ausgang, an dem die rekonstruierte Signalkomponente  $I_{11}$  ausgegeben werden.

Die orthogonale Komponente  $I_1$  wird durch Laufzeitglieder  $D$  mehrmals entsprechend den Laufzeitgliedern des mehrdimensionalen Filters 16 verzögert wird. Jeder Ausgang der Laufzeitglieder  $D$  ist mit jeweils einem Multiplizierer  $M$  verbunden. Den zweiten Eingängen der Multiplizierer wird ein Fehler-signal  $e_{111}$  zugeführt.

Dieses Fehlersignal und das der zugehörigen orthogonalen Komponente können aus Fehlersignalen  $e_{112}$  und  $e_{Q12}$  der demodulierten Signalkomponenten ermittelt werden. Durch Vergleich zwischen Soll- und Ist-Werten der demodulierten Signalkomponenten  $I_{12}, Q_{12}$  (bzw.  $I_{22}, Q_{22}$ ) werden zunächst in Bewertungsschaltungen  $B$  die Fehler  $e_{112}$  und  $j e_{Q12}$  ermittelt. Zur Regelung der Koeffizienten sind jedoch die Fehler der orthogonalen Signalkomponente  $I_{11}, Q_{11}$  bzw.  $I_{21}, Q_{21}$  erforderlich. Diese erhält man, indem die im Modulator durchgeführte Multiplikation mit dem vorhergehenden konjugiert komplexen Signalwert in einer Rechenschaltung  $CU$  rückgängig gemacht wird, d.h., dass nochmals mit dem vorhergehenden Signalwert multipliziert wird. Hierdurch ergibt sich die folgende Gleichung für den Fehler der Signalkomponenten  $I_{11}, Q_{11}$  bzw.  $I_{21}, Q_{21}$ :

$$(6) \quad e_{111} + j e_{Q11} = (e_{112} + j e_{Q12})(I_{11} + j Q_{11}),$$

hieraus erhält man für die Fehler der orthogonalen Signalkomponenten:

$$(7) \quad e_{111} + j e_{Q11} = e_{112} I_{11} - e_{Q12} Q_{11} + j(e_{Q12} I_{11} + e_{112} Q_{11}).$$

Aufgeteilt in Realteil (I) und Imaginärteil (Q) ergeben sich hiermit die Gleichungen für den Derotator

$$(8) \quad e_{I11} = I_{11}e_{I12} - Q_{11}e_{Q12}$$

$$(9) \quad e_{Q11} = I_{11}e_{Q12} + Q_{11}e_{I12}$$

Die 45°-Drehung braucht bei diesen Betrachtungen nicht berücksichtigt zu werden. Die Fehler werden in den Multiplizierern M mit den verzögerten Signalwerten multipliziert und in Akkumulatoren integriert, bevor sie - ggf. nach einer Digital-Analog-Wandlung (in Digital-Analog-Wandlern) - die Koeffizienten  $C_{11}$  bestimmen.

In Figur 11 ist eine Variante zur Gewinnung der Filterkoeffizienten dargestellt, die als blinder MMSE-Algorithmus bezeichnet wird. Die Anordnung unterscheidet sich von der Darstellung in Figur 10 lediglich durch die Gewinnung der Fehlersignale. Dargestellt ist zur Vereinfachung wieder nur der Filterteil zwischen dem Eingang des Filters, an dem die orthogonalen Komponenten  $I_1$  anliegen, und dem Ausgang, an dem die rekonstruierten Signalkomponenten  $I_{11}$  ausgegeben werden.

Durch Pseudo-Entscheider 39, 40, die direkt die rekonstruierten Signalwerte  $I_{11}$ ,  $Q_{11}$ ;  $I_{21}$ ,  $Q_{21}$  verwenden, werden die Fehlersignale  $e_{I11}$  und  $e_{Q11}$  usw. zur Optimierung der Filterkoeffizienten gewonnen.

Bei jedem Adaptionalgorithmus ist auf geeignete Startbedingungen zu achten. Diese können durch bestimmte Bitkombinationen oder Signalcodierungen geschaffen werden, die zu Beginn einer Betriebsaufnahme oder während der Übertragung gesendet werden.

Figur 12 zeigt eine Variante mit einem weitgehend digital arbeitenden Empfangsteil. Unmittelbar nach den optoelektri-



schen Wandlern 14 und 15 erfolgt eine Analog-Digital-Umsetzung durch die Analog-Digital-Wandler 41-44. Die weitere Signalverarbeitung erfolgt digital mit Hilfe eines Taktsignals CL. Das Filter 16 und die Demodulatoren sind durch digital arbeitende Schaltungen D16, D17, D18 ersetzt. Diese Realisierung ist jetzt aber noch aufgrund der hohen Datenraten nicht wirtschaftlich.

Das steuerbare Filter 16 kann auch als optisches Filter ausgeführt werden. Ideal wäre es dann, wenn die Umsetzer ebenfalls rein optisch ausgeführt sind und ein amplitudenmoduliertes optisches Signal abgeben.

Die Steuerung kann über ihre bereits beschriebenen Funktionen hinaus die Signalqualität ermitteln. Hierfür sind zahlreiche Methoden bekannt, die beispielsweise auf unterschiedlichen Entscheiderschwellen zur Erstellung von Amplitudenhistogrammen fußen. Ebenso kann eine Fehlerkorrektureinrichtung relevante Aussagen liefern. Ursachen für eine schlechte Signalqualität sind häufig Signalverzerrungen durch die Übertragungsfaser wie chromatische Dispersion und Polarisationsmodendispersion. Da die optoelektrische Signalumsetzung linear erfolgte, kann ebenfalls eine gleichwertige elektrische Entzerrung erfolgen.

Auch diese erfolgt durch Koeffizientensteuerung des Filters 16.

Ergänzend soll nun darauf hingewiesen werden, dass ein entsprechend abgewandelter Empfangsteil ebenfalls bei anderen Modulationsarten eingesetzt werden kann.

## Patentansprüche

1. Verfahren zur optischen Datenübertragung, bei dem mindestens ein erstes Binärsignal (A, B) in ein erstes optisches Signal (QPS1) und mindestens ein zweites Binärsignal (D, C) in ein zweites hierzu orthogonal polarisiertes optisches Signal (QPS2) umgesetzt werden,

beide orthogonal polarisierte optischen Signale (QPS1, QPS2) zu einem zwei Polarisationsmultiplexsignal (PMS) zusammengefügt und übertragen werden und empfangsseitig das Polarisationsmultiplexsignal (PMS) in zwei orthogonal polarisierte Signalteile (PS1, PS2) aufgeteilt wird,

jedes polarisierte Signalteil (PS1; PS2) linear in ein komplexes Signal ( $I_1 + jQ_1$ ;  $I_2 + jQ_2$ ) umgesetzt wird,

die komplexen Signale ( $I_1 + jQ_1$ ;  $I_2 + jQ_2$ ) einem mehrdimensionalen Filter (16) zugeführt werden, dessen Koeffizienten ( $C_{11}$ ) so gesteuert werden, dass an den Filterausgängen unabhängig von der Polarisation des empfangenen Polarisationsmultiplexsignals (PMS) rekonstruierte Signale ( $I_{11} + jQ_{11}$ ;  $I_{12} + jQ_{12}$ ) abgegeben werden, die den optischen Signalen (QPS1, QPS2) entsprechen, und

die rekonstruierten Signale ( $I_{11} + jQ_{11}$ ;  $I_{21} + jQ_{21}$ ) demoduliert und in empfangsseitige Binärsignale ( $A_E$ ,  $B_E$ ;  $C_E$ ,  $D_E$ ) umgesetzt werden.

2. Verfahren nach Anspruch 1,

dadurch gekennzeichnet,

dass jeder polarisierte Signalteil (PS1; PS2) linear in ein zwei orthogonale Komponenten ( $I_1$ ,  $Q_1$ ;  $I_2$ ,  $Q_2$ ) aufweisendes komplexes elektrisches Signal ( $I_1 + jQ_1$ ;  $I_2 + jQ_2$ ) umgesetzt wird,

dass dessen orthogonale Komponenten ( $I_1$ ,  $Q_1$ ;  $I_2$ ,  $Q_2$ ) dem steuerbaren mehrdimensionalen Filter (16) zugeführt werden, das aus diesen orthogonalen Komponenten ( $I_1$ ,  $Q_1$ ;  $I_2$ ,  $Q_2$ ) die rekonstruierte Signale ( $I_{11} + jQ_{11}$ ;  $I_{12} + jQ_{12}$ ) in Form von rekonstruierten Signalkomponenten ( $I_{11}$ ,  $Q_{11}$ ;  $I_{21}$ ,  $Q_{21}$ ) gewinnt.

3. Verfahren nach Anspruch 2,

dadurch gekennzeichnet,

dass die polarisierten Signalteile (PS1, PS2) in die komplexen Signale ( $I_1 + jQ_1$ ;  $I_2 + jQ_2$ ) bzw. die orthogonalen Komponenten ( $I_1$ ,  $Q_1$ ;  $I_2$ ,  $Q_2$ ) des Basisbandes umgesetzt werden.

4. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2,

dadurch gekennzeichnet,

dass die Binärsignale (A, B; C, D) in optische Mehrphasensignale (QPS1; QPS2) umgesetzt werden.

5. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2,

dadurch gekennzeichnet,

dass jeweils zwei Binärsignale (A, B; C, D) mittels vierstufiger differentieller Phasenmodulation in Mehrphasensignale (QPS1; QPS2) umgesetzt werden.

6. Verfahren nach Anspruch 4 der 5,

dadurch gekennzeichnet,

dass bei Vierphasenmodulation oder bei vierstufiger differentielle Phasenmodulation durch Demodulation der rekonstruierten Signale ( $I_{12} + jQ_{12}$ ;  $I_{22} + jQ_{22}$ ) oder derer Signalkomponenten ( $I_{11}$ ,  $Q_{11}$ ;  $I_{12}$ ,  $Q_{12}$ ) demodulierte Signalkomponenten ( $I_{12}$ ,  $Q_{12}$ ;  $I_{22}$ ,  $Q_{22}$ ) erzeugt werden und

dass die Signalkomponenten ( $I_{12}$ ,  $Q_{12}$ ;  $I_{22}$ ,  $Q_{22}$ ) der demodulierten Signale ( $I_{12} + jQ_{12}$ ;  $I_{22} + jQ_{22}$ ) separat durch Schwellwertentscheidungen bewertet und in empfangsseitige Binärsignale ( $A_E$ ,  $B_E$ ,  $C_E$ ,  $D_E$ ) werden.

7. Verfahren nach Anspruch 5,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass bei vierstufiger differentieller Phasenmodulation eine Demodulation durch Vektormultiplikation aufeinanderfolgender rekonstruierter Signalwerte ( $I_{11} + jQ_{11}$ ;  $I_{21} + jQ_{21}$ ) bzw. derer Signalkomponenten ( $I_{11}$ ,  $Q_{11}$ ;  $I_{21}$ ,  $Q_{21}$ ) erfolgt,  
dass die demodulierten Signalwerte ( $I_{12} + jQ_{12}$ ;  $I_{22} + jQ_{22}$ ) um  $45^\circ$  oder einem Vielfachen hiervon gedreht werden und  
dass die zugehörigen Signalkomponenten ( $I_{12}$ ,  $Q_{12}$ ;  $I_{22}$ ,  $Q_{22}$ ) durch Schwellwertentscheidungen in empfangsseitige Binärsignale ( $A_E$ ,  $B_E$ ,  $C_E$ ,  $D_E$ ) umgesetzt werden.

8. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass ein Datensignal (DS) höherer Datenrate durch Seriell-Parallel-Umsetzung in mehrere Binärsignale (A, B, C, D) umgesetzt wird.

9. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die optischen Signale (QPS1, QPS2) phasensynchron übertragen werden.

10. Verfahren nach Anspruch 5,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die Filterkoeffizienten ( $C_{11}$ ) des mehrdimensionalen Filters (16) aus den Fehlern ( $e_{11}$  und  $e_{Q11}$ , ...) der demodulierten Signale ( $I_{11} + jQ_{11}$ , ...) gewonnen werden.

11. Verfahren nach Anspruch 5,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die Filterkoeffizienten des mehrdimensionalen Filters (16) aus den Fehlern ( $e_{112}$  und  $e_{Q12}$ , ...) der decodierten Signale ( $I_{12} + jQ_{12}$ , ...) gewonnen werden.

12. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,

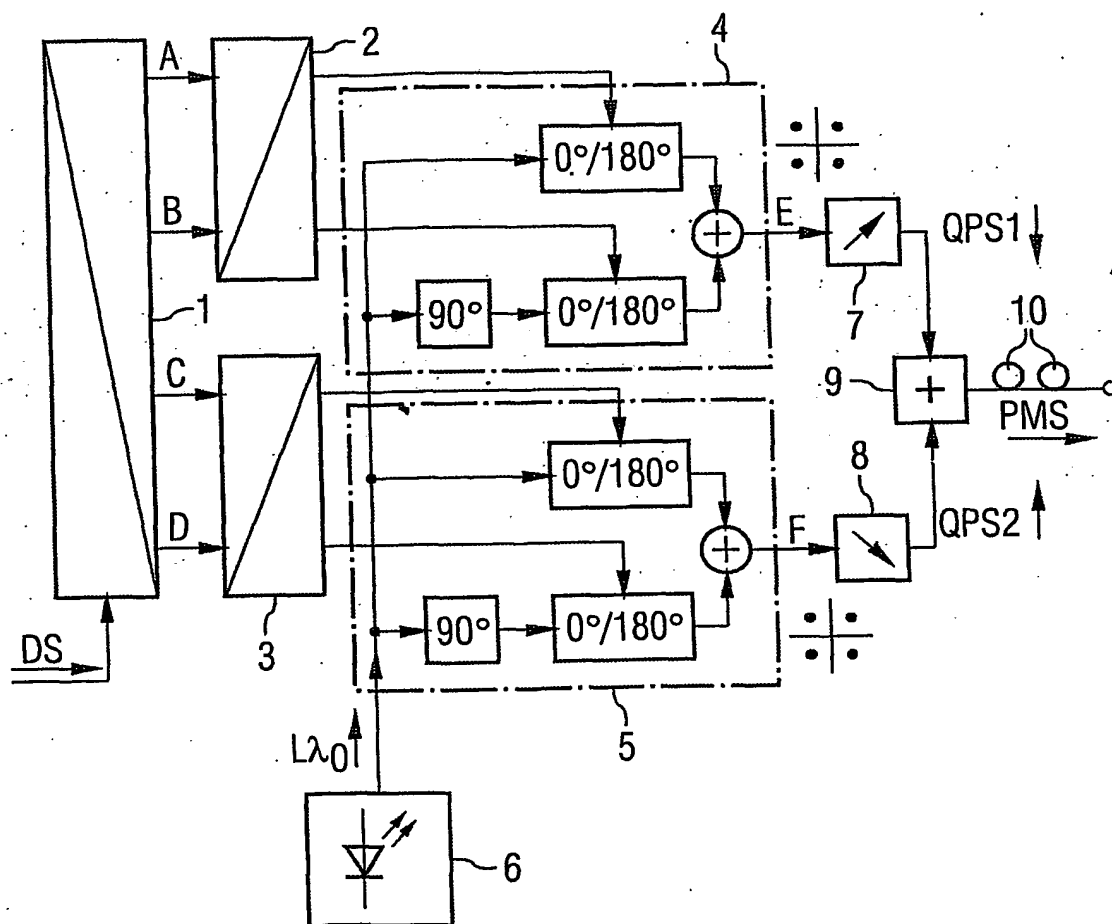
dass die Signalqualität gemessen wird und Signalverzerrungen der komplexen Signale und/oder der rekonstruierten Signale ( $I_1 + jQ_1$ ;  $I_2 + jQ_2$ ;  $I_{11} + jQ_{11}$ ;  $I_{21} + jQ_{21}$ ) kompensiert werden.

13. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Signalverzerrungen durch Steuerung der Filterkoeffizienten ( $C_{11}$ ) des Filters (16) kompensiert werden.

14. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die orthogonalen Komponenten ( $I_1, Q_1$ ;  $I_2, Q_2$ ) digitalisiert in einem steuerbaren digitalen Filter (D16) zur Gewinnung der rekonstruierten Signale ( $I_{11} + jQ_{11}$ ;  $I_{21} + jQ_{21}$ ) verarbeitet werden.

15. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die orthogonalen Komponenten ( $I_1, Q_1$ ;  $I_2, Q_2$ ) als optische Signale in einem steuerbaren optischen Filter (O16) zur Gewinnung von optischen rekonstruierten Signale ( $I_{11} + jQ_{11}$ ;  $I_{21} + jQ_{21}$ ) verarbeitet werden.

FIG 1



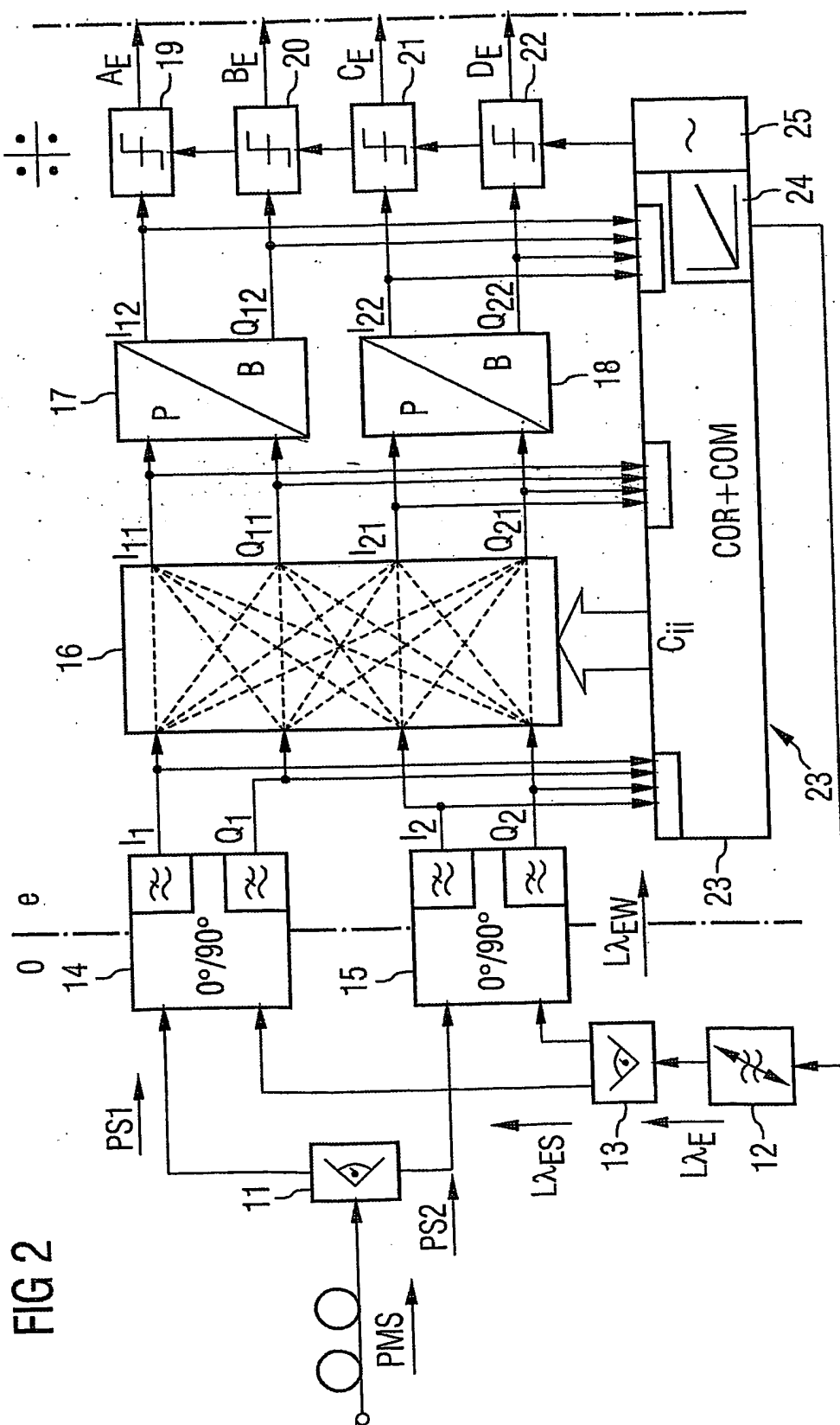


FIG 3

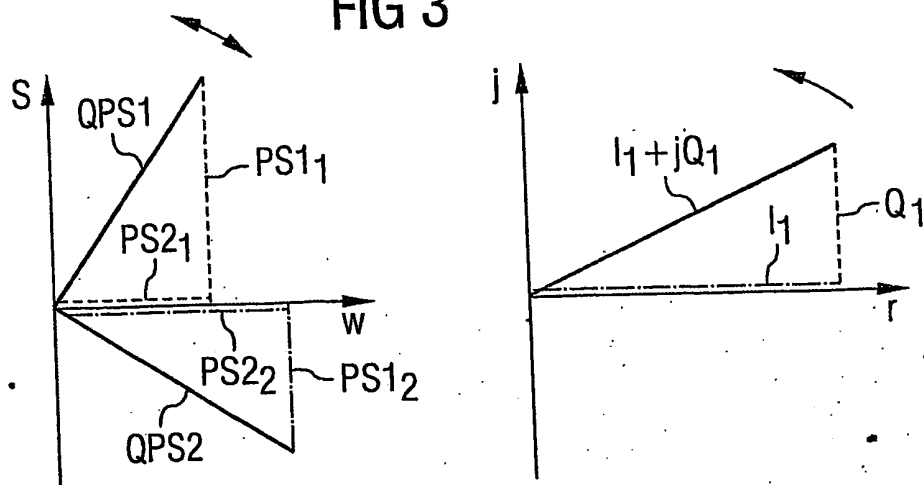


FIG 4

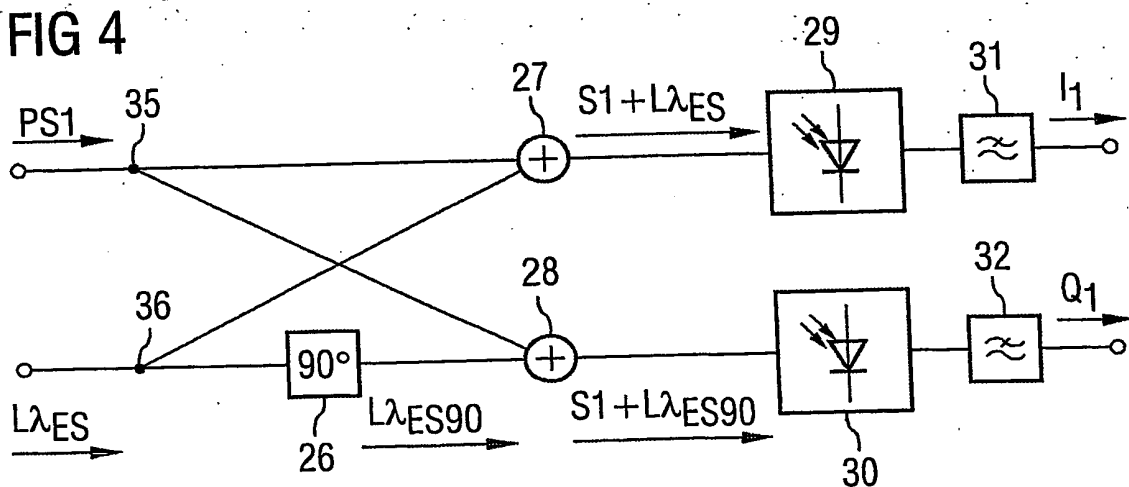


FIG 5

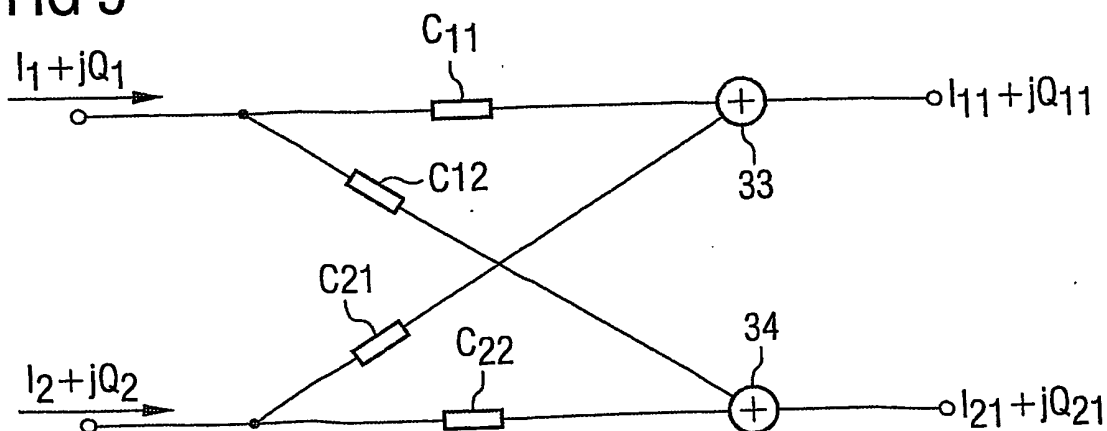




FIG 6A

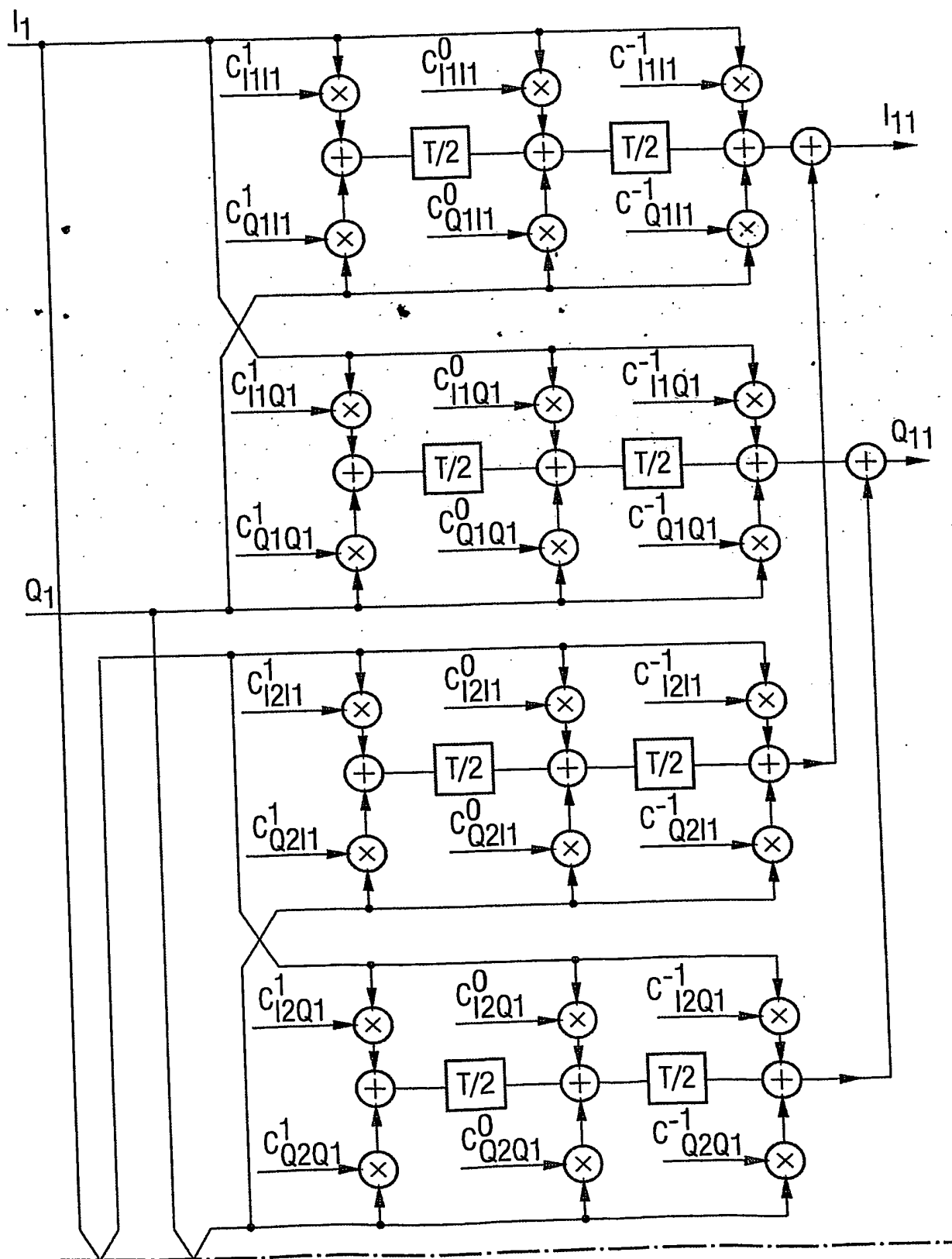


FIG 6B

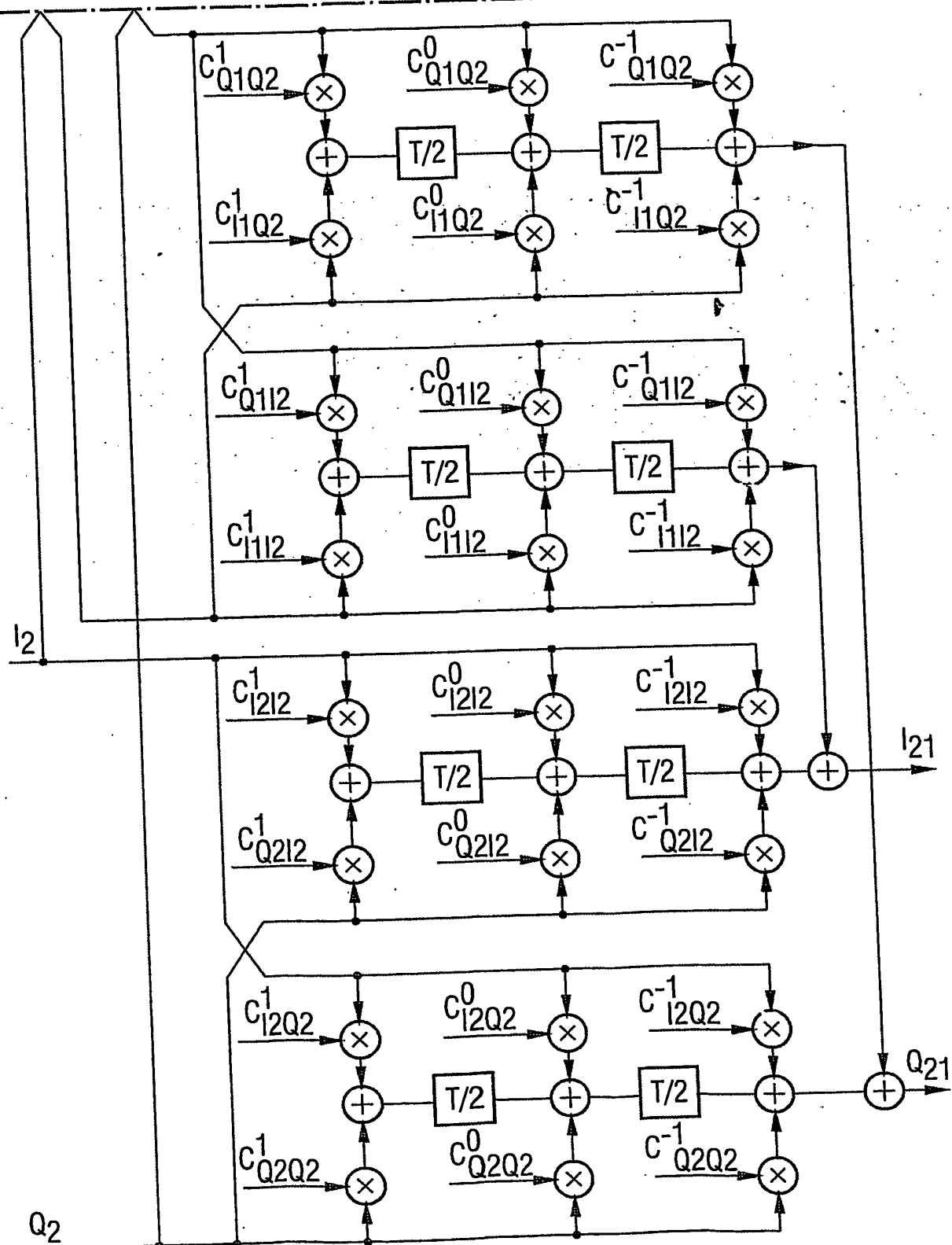


FIG 7

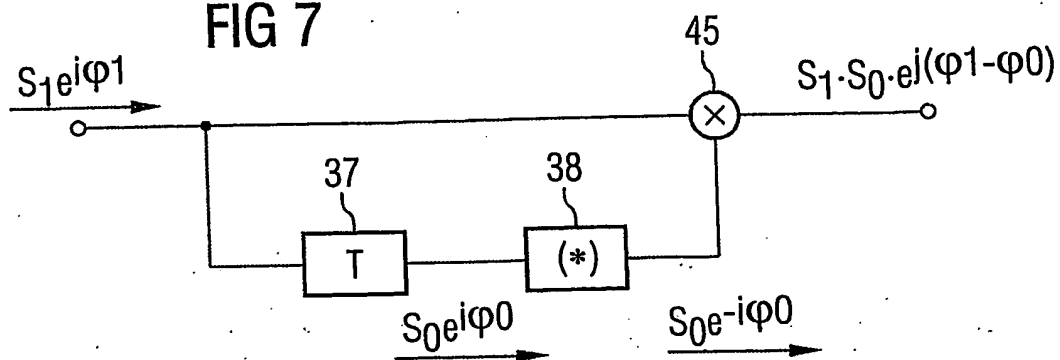


FIG 8

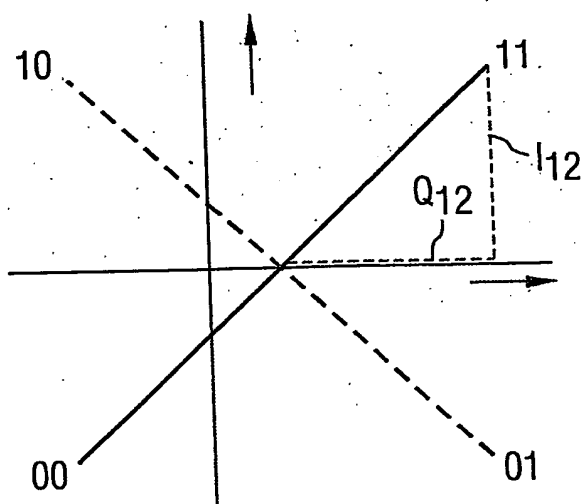
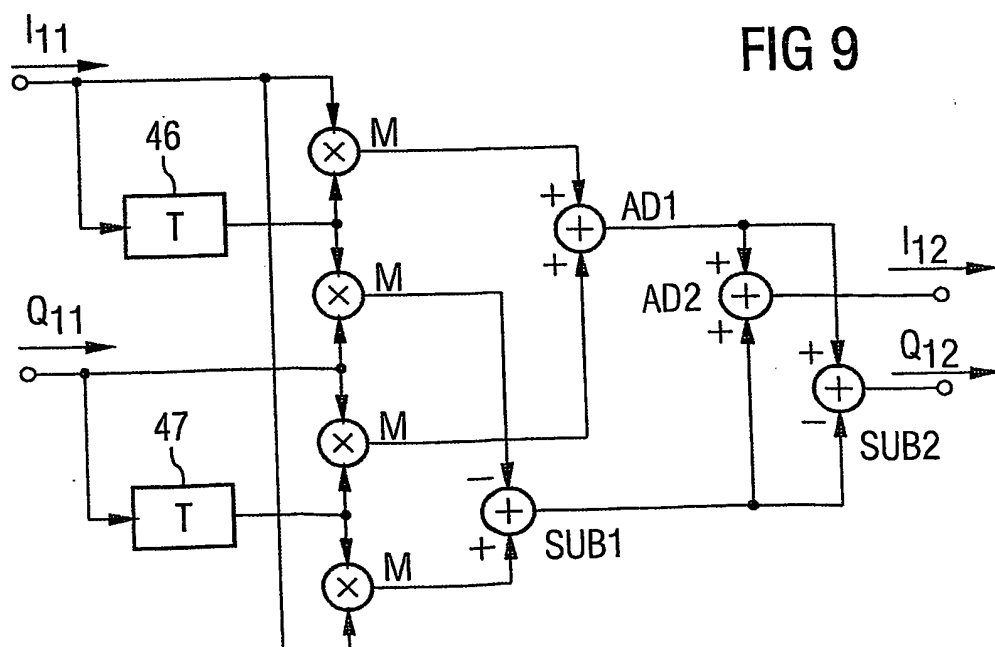


FIG 9



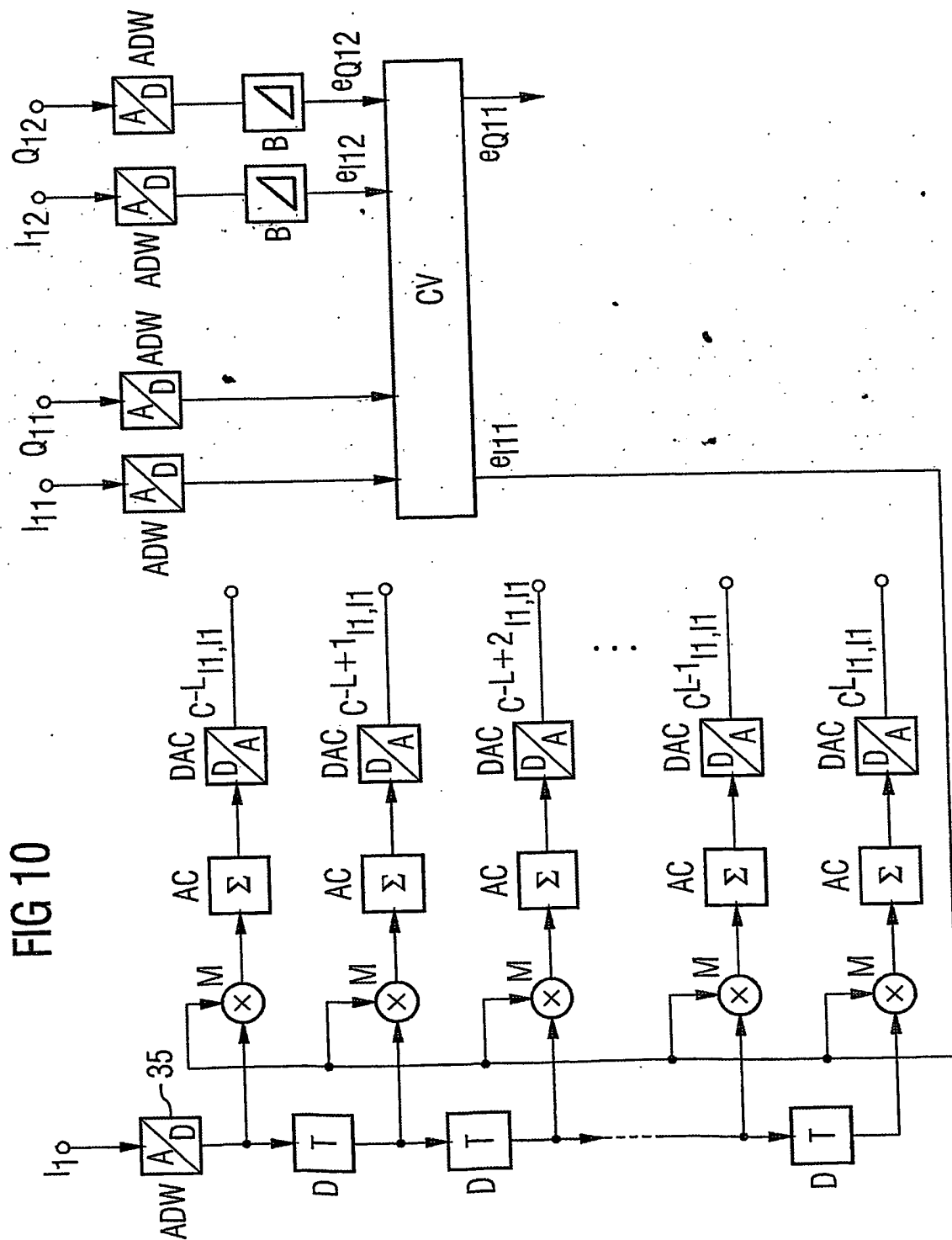


FIG 11

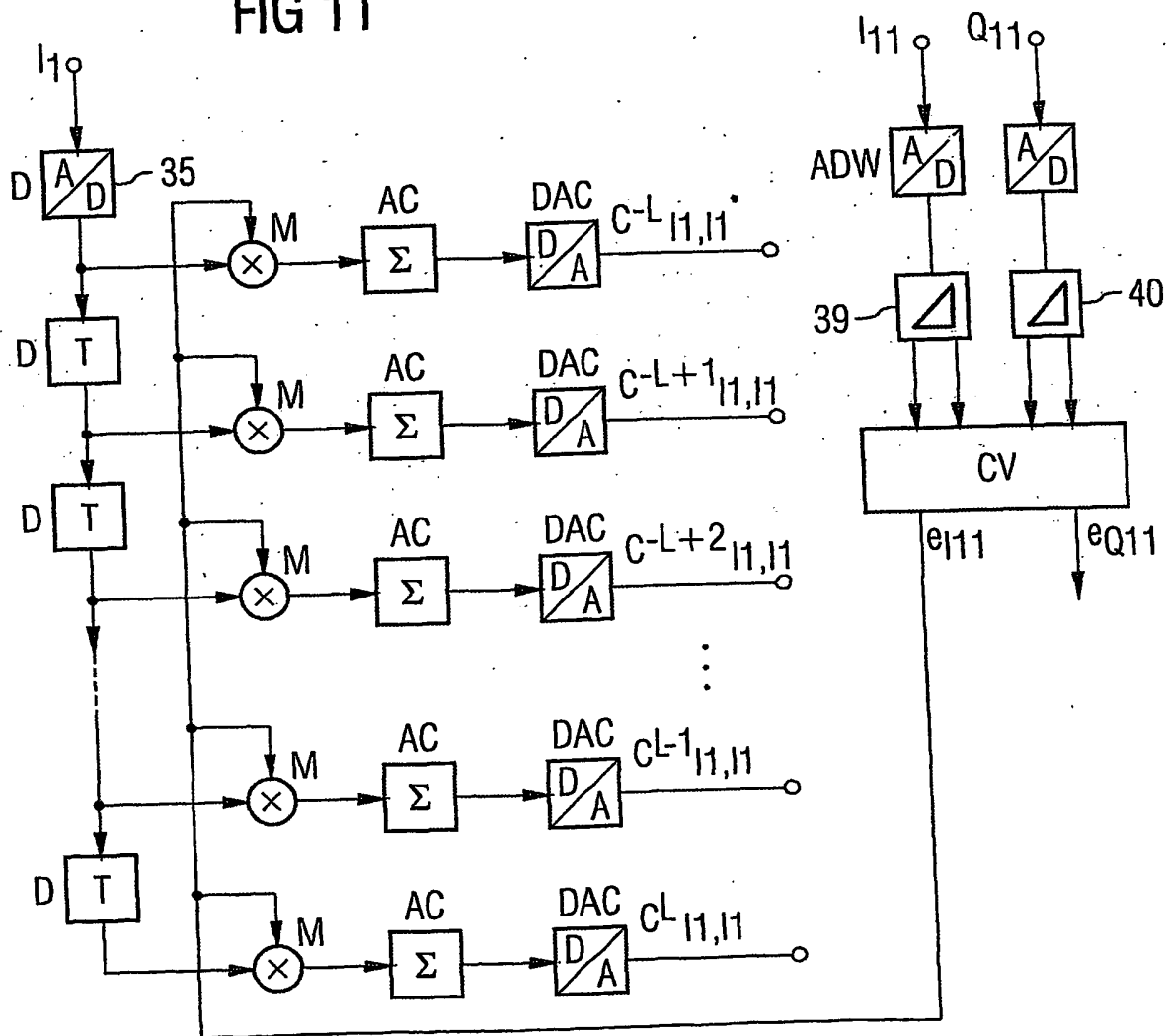
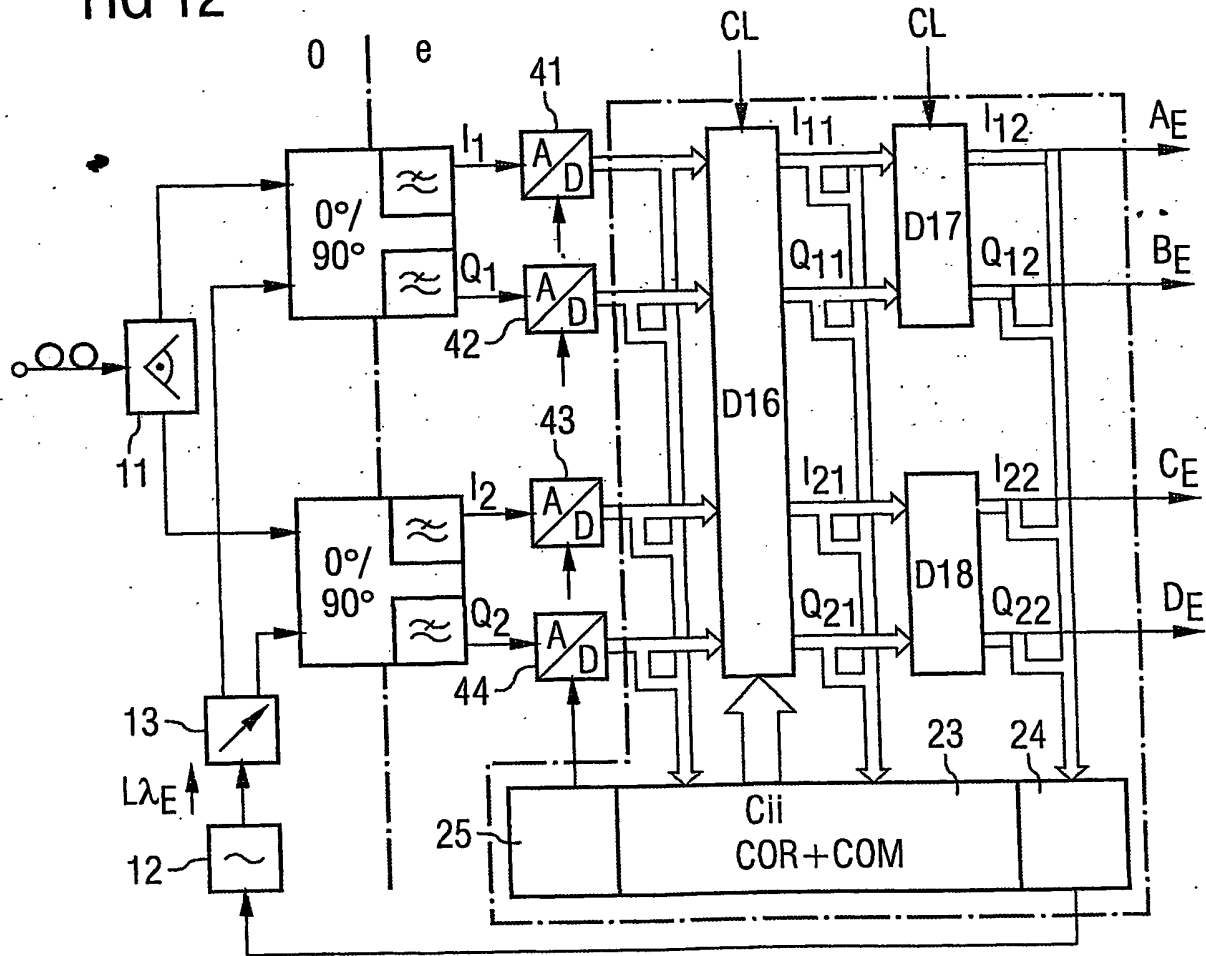


FIG 12



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

EP 03/08997

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
IPC 7 H04B10/148 H04J14/06

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
IPC 7 H04B H04J

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP 0 445 943 A (AMERICAN TELEPHONE & TELEGRAPH) 11 September 1991 (1991-09-11) page 5, line 48 - line 50 page 6, line 4 - line 23 page 6, column 34 - page 7, column 16 figures 1,2	1,2
A	EP 0 564 167 A (AMERICAN TELEPHONE & TELEGRAPH) 6 October 1993 (1993-10-06) column 1, line 19 - line 31 column 4, line 16 - line 21 column 4, line 56 - line 58 column 7, line 14 - line 17 column 8, line 24 - line 37 figures 1,6 column 3, line 54 - line 56 --- -/--	1

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

### \* Special categories of cited documents :

- \*A\* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- \*E\* earlier document but published on or after the international filing date
- \*L\* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- \*O\* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- \*P\* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- \*T\* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- \*X\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- \*Y\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- \*G\* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

22 January 2004

Date of mailing of the international search report

30/01/2004

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Cochet, B

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

EP 03/08997

## C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>US 5 008 958 A (CIMINI JR LEONARD J ET AL) 16 April 1991 (1991-04-16) figure 3A</p> <p>-----</p>	1



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/EP 03/08997

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0445943	A	11-09-1991	US 5060312 A	22-10-1991
			DE 69122285 D1	31-10-1996
			DE 69122285 T2	20-03-1997
			EP 0445943 A2	11-09-1991
			JP 7015386 A	17-01-1995
			JP 8028682 B	21-03-1996
EP 0564167	A	06-10-1993	US 5388088 A	07-02-1995
			DE 69328645 D1	21-06-2000
			DE 69328645 T2	11-01-2001
			EP 0564167 A2	06-10-1993
			JP 3328361 B2	24-09-2002
			JP 6075138 A	18-03-1994
US 5008958	A	16-04-1991	CA 1298876 C	14-04-1992

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationaler Aktenzeichen

EP 03/08997

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES  
IPK 7 H04B10/148 H04J14/06

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

## B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierte Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)  
IPK 7 H04B H04J

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC

## C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	EP 0 445 943 A (AMERICAN TELEPHONE & TELEGRAPH) 11. September 1991 (1991-09-11) Seite 5, Zeile 48 - Zeile 50 Seite 6, Zeile 4 - Zeile 23 Seite 6, Spalte 34 - Seite 7, Spalte 16 Abbildungen 1,2	1,2
A	EP 0 564 167 A (AMERICAN TELEPHONE & TELEGRAPH) 6. Oktober 1993 (1993-10-06) Spalte 1, Zeile 19 - Zeile 31 Spalte 4, Zeile 16 - Zeile 21 Spalte 4, Zeile 56 - Zeile 58 Spalte 7, Zeile 14 - Zeile 17 Spalte 8, Zeile 24 - Zeile 37 Abbildungen 1,6 Spalte 3, Zeile 54 - Zeile 56	1
	-/-	

☒ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen

☒ Siehe Anhang Patentfamilie

\* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

\*A\* Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

\*E\* älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

\*L\* Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

\*O\* Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

\*P\* Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

\*T\* Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

\*X\* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

\*Y\* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

\*G\* Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

22. Januar 2004

Absenddatum des internationalen Recherchenberichts

30/01/2004

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde  
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Cochet, B

## C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICHE ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	US 5 008 958 A (CIMINI JR LEONARD J ET AL) 16. April 1991 (1991-04-16) Abbildung 3A -----	1

## INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Information Aktenzeichen

T/EP 03/08997

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument		Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie		Datum der Veröffentlichung
EP 0445943	A	11-09-1991	US	5060312 A	22-10-1991
			DE	69122285 D1	31-10-1996
			DE	69122285 T2	20-03-1997
			EP	0445943 A2	11-09-1991
			JP	7015386 A	17-01-1995
			JP	8028682 B	21-03-1996
EP 0564167	A	06-10-1993	US	5388088 A	07-02-1995
			DE	69328645 D1	21-06-2000
			DE	69328645 T2	11-01-2001
			EP	0564167 A2	06-10-1993
			JP	3328361 B2	24-09-2002
			JP	6075138 A	18-03-1994
US 5008958	A	16-04-1991	CA	1298876 C	14-04-1992